

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-032216

(43)Date of publication of application : 31.01.2003

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

(21)Application number : 2001-220075

(71)Applicant : FUJITSU GENERAL LTD

(22)Date of filing : 19.07.2001

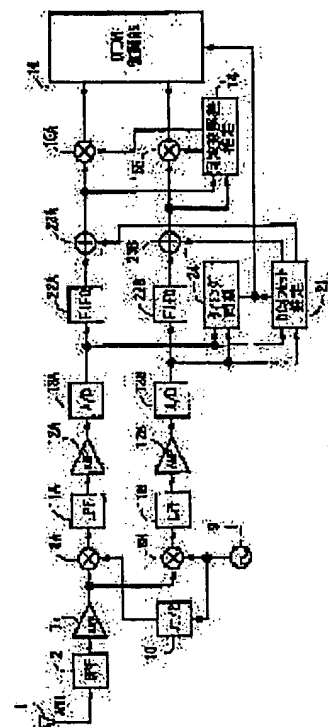
(72)Inventor : FURUKAWA SHOICHI

(54) OFDM-RECEIVING METHOD AND DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain an OFDM-receiving method and a device, capable of estimating a DC offset and compensating for it.

SOLUTION: In an OFDM-receiving method, OFDM signals, containing preamble signals which are so specified as to be zero when being temporally integrated through a whole period are received and orthogonally demodulated into OFDM base band signals, and the OFDM base band signals, are subjected to Fourier transformation and demapped, by which OFDM demodulation is carried out. The preamble signals contained in the OFDM base-band signals are temporally integrated over a whole period, a time average value obtained from the integrated value is made to serve as a DC offset value, and the DC offset value is subtracted from the following OFDM base-band signals.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(18) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-32216

(P2003-32216A)

(43) 公開日 平成15年1月31日(2003.1.31)

(51) Int.Cl.
H04J 11/00

識別記号

F I
H04J 11/00

7-93-1*(参考)
Z 5K022

審査請求 未審決 請求項の数6 OL (全7頁)

(21) 出願番号 特願2001-220075(P2001-220075)

(22) 出願日 平成13年7月19日(2001.7.19)

(71) 出願人 000008911

株式会社富士通ゼネラル

神奈川県川崎市高津区末長1116番地

(72) 発明者 古川 昌一

神奈川県川崎市高津区末長1116番地 株式

会社富士通ゼネラル内

(74) 代理人 100083194

弁護士 長尾 常明

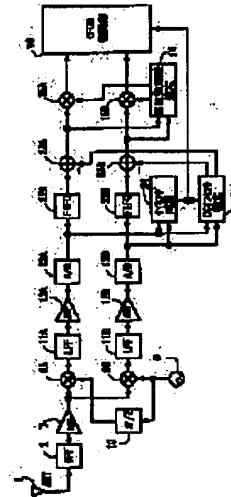
Pターム(参考) G022 D001 D017 D033

(54) 発明の名称 OFDM受信方法および装置

(57) 【要約】

【課題】 DCオフセットを推定し補償する。

【解決手段】 全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたプリアンブル信号を含むOFDM信号を受信し直交復調してOFDMベースバンド信号を得、該OFDMベースバンド信号をフーリエ変換しデマッピングすることによりOFDM復調を行うOFDM受信方法において、前記OFDMベースバンド信号中の前記プリアンブル信号を全体に亘り時間積分し、該積分値から時間平均値を得てこれをDCオフセット値とし、該DCオフセット値をその後続く前記OFDMベースバンド信号から減算する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたプリアンブル信号を含む OFDM 信号を受信し直交復調して OFDM ベースバンド信号を得、該 OFDM ベースバンド信号をフーリエ変換しデマッピングすることにより OFDM 復調を行う OFDM 受信方法において、

前記 OFDM ベースバンド信号中の前記プリアンブル信号を全体に亘り時間積分し、該積分値から時間平均値を得てこれを DCO オフセット値とし、該 DCO オフセット値をその後、前記 OFDM ベースバンド信号から減算することを特徴とする OFDM 受信方法。

【請求項 2】請求項 1 において、

前記 OFDM ベースバンド信号を A/D 変換により時系列のサンプル信号とし、前記 OFDM ベースバンド信号中の前記プリアンブル信号をその全サンプル期間に亘って積分し、得られた積分値を前記プリアンブル信号の全サンプル数で除算し、該除算した値を 1 サンプル当りの DCO オフセット値として、その後、続く OFDM ベースバンド信号のサンプル信号から減算することを特徴とする OFDM 受信方法。

【請求項 3】請求項 1 又は 2 において、

前記 DCO オフセット値を減算した前記 OFDM ベースバンド信号について、送受信ローカル周波数誤差の補正を行うことを特徴とする OFDM 受信方法。

【請求項 4】全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたプリアンブル信号を含む OFDM 信号を受信する受信部と、該受信部で受信された OFDM 信号を直交復調して OFDM ベースバンド信号を得る直交復調部と、該直交復調部で得られた OFDM ベースバンド信号を入力してフーリエ変換しデマッピングする OFDM 復調部を有する OFDM 受信装置において、

前記 OFDM ベースバンド信号中の前記プリアンブル信号を全体に亘り時間積分する積分手段と、該積分手段で得られた積分値の時間平均値を得る平均化手段と、該平均化手段で得られた値を DCO オフセット値としてその後、続く前記 OFDM ベースバンド信号から減算する減算手段とを設けたことを特徴とする OFDM 受信装置。

【請求項 5】全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたプリアンブル信号を含む OFDM 信号を受信する受信部と、該受信部で受信された OFDM 信号を直交復調して OFDM ベースバンド信号を得る直交復調部と、該直交復調部で得られた OFDM ベースバンド信号をデジタル信号に変換する A/D 変換手段と、該 A/D 変換手段でデジタル化された OFDM ベースバンド信号を入力してフーリエ変換しデマッピングする OFDM 復調部を有する OFDM 受信装置において、

前記 A/D 変換手段により時系列のサンプル信号に変換された前記 OFDM ベースバンド信号中の前記プリアンブル信号をその全サンプル期間に亘って積分する積分手

段と、該積分手段で得られた積分値を前記全サンプルの数で除算する平均化手段と、該平均化手段で得られた前記プリアンブル信号の最後の平均結果が DCO オフセット値としてセットされる記憶手段と、該記憶手段にセットされた DCO オフセット値をその後、続く OFDM ベースバンド信号から減算する減算手段とを具備することを特徴とする OFDM 受信装置。

【請求項 6】請求項 4 又は 5 において、

前記減算手段の後段に、送受信ローカル周波数誤差を推定しその補償を行う送受信ローカル周波数誤差補償手段を設けたことを特徴とする OFDM 受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交復調部で発生する位相偏差に基づく DCO オフセットを軽減する OFDM 復調方法および装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】一般的な OFDM 受信装置は、図 4 に示すように、アンテナ 1 で受信した信号をバンドパスフィルタ 2 を通してから低雑音増幅器 (LNA) 3 で増幅し、ミキサ 4、ローカル発振器 5 およびバンドパスフィルタ 6 からなるダウンコンバータにより IF 帯の信号に周波数変換し、その IF 信号を増幅器 7 で増幅してから、ミキサ 8A、8B、ローカル発振器 9 および 90 度移相器 10 からなる直交復調部により直交復調して OFDM ベースバンド信号の I (同相) 成分と Q (直交) 成分を取り出し、これらをローパスフィルタ 11A、11B に通過させることにより高周波成分を取り除き、再度増幅器 12A、12B で増幅してから、A/D 変換器 13A、13B でデジタル信号に変換し、送信装置と受信装置間のローカル周波数誤差を周波数誤差推定部 14 で推定し、得られた誤差成分を乗算部 15A、15B で I 成分と Q 成分に乗算してその周波数誤差を補正し、その後 DSP 等からなる OFDM 復調部 16 で DFT (離散フーリエ変換) 処理やデマッピング処理を行っている。

【0003】ところが、最近では、図 5 に示すように、バンドパスフィルタ 2 で取り出した RF 信号を増幅器 7 で増幅した後、直接的に、ミキサ 8A、8B、ローカル発振器 9 および 90 度移相器 10 からなる直交復調部により直交復調して OFDM ベースバンド信号の I 成分と Q 成分を取り出し、その後は図 4 と同様に処理する OFDM 受信装置が提案されている。この復調方式はダイレクトコンバージョン方式と呼ばれ、IF 帯を処理する回路が必要ないために、部品点数の削減が図られる利点がある。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、このダイレクトコンバージョン方式では、ミキサ 8A、8B に入力する RF 信号とローカル発振器 9 の信号の周波数が

同じであるが、ローカル発振器9の周波数信号に比べてRF信号のレベルが充分でなくS/Nが良好でないため、ローカル周波数成分のRF信号への回り込みにより、DCオフセットが生じる。ただ、OFDM方式では、全てのサブキャリアの周波数間隔が直交性を満たすように設定され、この性質はDCをも含むために、上記DCオフセットは本来ならば、復調処理に特に影響を及ぼすことはない。

【0005】ところが、ローカル発振器9の発振周波数はRF信号の周波数と完全には一致せずに僅かにずれている(Δω)。場合が一般的であり、この周波数ずれ自体は後段の周波数補正処理部分(14、15A、15B)

$$s_1 = s(t) \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$s_2 = A \sin[(\omega + \Delta\omega)t + \phi] \quad (2)$$

とする。ωはRF信号s₁のキャリア周波数を1とする。2πf、ΔωはRF信号s₁のキャリア周波数とローカル信号s₂の周波数の偏差、φはs₁、s₂の位相差、s(t)、Aは振幅である。

$$s_1 \circ s_2 = s(t) \cdot \sin(\omega t) + B \sin[(\omega + \Delta\omega)t + \phi] \quad (3)$$

となる。Bは回り込み成分s₂の振幅、φは回り込みにより生じる位相差である。よって、ミキサ8Aのポー

$$s_3 = s_1 \circ s_2$$

$$= A/2 \cdot [s(t) \cos(\Delta\omega t + \phi) + B \{\cos \phi \cos \phi + \sin \phi \sin \phi\}] \quad (4)$$

$$(5)$$

となる。ただし、この式(5)ではミキサ8Aの後段のローパスフィルタ11Aで高周波成分(2ω成分)を除去した値として表している。

【0008】式(5)の1項目はOFDM変調信号s(t)に依存する信号成分、2項目はローカル信号のポート82からポート81への回り込みによる信号成分であり、この2項目の信号は時間成分(ω)を含まない定常的なオフセット(DCオフセット)成分となる。

【0009】図7はOFDM信号のサブキャリアの説明図である。OFDM変調信号の復調部においては、Δω=0のときは、図7(a)に示すように、オフセット成分はサブキャリアのDC部分に現れ、A/D変換におけるダイナミックレンジの減少となるが、その影響は僅かであり、充分なダイナミックレンジをとっておけば、問題は生じない。

【0010】ところが、Δω≠0のときは、図7(b)に示すように、全てのサブキャリアがΔωだけシフトしてベースバンド帯に周波数変換され、同時にオフセットを生じる。よって、この後、そのΔωを推定して周波数補正処理を行うとき、オフセットはΔωの周波数をもってしまふのである。

【0011】OFDM復調では、1シンボル期間だけの信号を取り出して離散フーリエ変換を行う。このとき、「1/1シンボル期間」=最も低い(DCに近い)周波数=キャリア周波数間隔」であり、通常Δωは、そのキャリア周波数間隔よりも狭い。フーリエ変換では、積分期

間によって補正されるものの、上記したDCオフセットがある場合は、その周波数誤差推定が実際より大きく推定されたり、少なく推定されたりする。とくにI成分とQ成分においてDCオフセットが異なるときは、それぞれにおいて異なった影響が発生する。

【0006】ここで、オフセットの生じる理由について詳しく説明する。図6は前記した図5におけるミキサ8Aの部分を表した図である。81はRF信号入力ポート、82はローカル信号入力ポート、83は出力ポートである。いま、OFDMの受信RF信号s₁、ローカル信号s₂を、

$$(1)$$

$$(2)$$

【0007】このとき、ローカル信号s₂の一部がs₂φとしてポート81に回り込むと、そのポート81の入力信号s₁φは、s₁とs₂φが加算されるので、

ト83から出力する信号s₃は、

$$(4)$$

$$(5)$$

間の逆数(キャリア周波数間隔)の周波数分解能となるため、無限の積分期間であるなら、Δωは線スペクトル(δ関数)となるが、1シンボル期間の積分にかぎられているため、スペクトルは広がってしまう。

【0012】以上のように、ミキサ8A、8Bで発生するオフセット成分は、純粋なDC成分のオフセットではなく、わずかにずれた周波数成分によるオフセットとなり、各サブキャリアはこのオフセット周波数とは直交関係を持たないために、干渉を受けることになる。実際にはオフセット周波数に最も近いサブキャリアが大きな影響をうけることとなる。

【0013】本発明は以上のような点に鑑みてなされたもので、その目的は、DCオフセットを推定し補償して、前記したようなDCオフセットによる影響を軽減させたOFDM受信方法および装置を提供することである。

【0014】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するための請求項1の発明は、全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたプリアンブル信号を含むOFDM信号を受信し直交復調してOFDMベースバンド信号を得、該OFDMベースバンド信号をフーリエ変換しデマッピングすることによりOFDM復調を行うOFDM受信方法において、前記OFDMベースバンド信号中の前記プリアンブル信号を全体に亘り時間積分し、該積分値から時間平均値を得てこれをDCオフセット値とし、

該DCオフセット値をその後に続く前記OFDMベースバンド信号から減算することを特徴とするOFDM受信方法とした。

【0015】請求項2の発明は、請求項1の発明において、前記OFDMベースバンド信号をA/D変換により時系列のサンプリング信号とし、前記OFDMベースバンド信号中の前記プリアンブル信号をその全サンプリング期間に亘って積分し、得られた積分値を前記プリアンブル信号の全サンプリング数で除算し、該除算した値を1サンプリング当りのDCオフセット値として、その後に続くOFDMベースバンド信号のサンプリング信号から減算することを特徴とするOFDM受信方法とした。

【0016】請求項3の発明は、請求項1又は2の発明において、前記DCオフセット値を減算した前記OFDMベースバンド信号について、送受信ローカル周波数誤差の補正を行うことを特徴とするOFDM受信方法とした。

【0017】請求項4の発明は、全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたプリアンブル信号を含むOFDM信号を受信する受信部と、該受信部で受信されたOFDM信号を直交復調してOFDMベースバンド信号を得る直交復調部と、該直交復調部で得られたOFDMベースバンド信号を入力してフーリエ変換しデマッピングするOFDM復調部を有するOFDM受信装置において、前記OFDMベースバンド信号中の前記プリアンブル信号を全体に亘り時間積分する積分手段と、該積分手段で得られた積分値の時間平均値を得る平均化手段と、該平均化手段で得られた値をDCオフセット値としてその後に続く前記OFDMベースバンド信号から減算する減算手段とを設けたことを特徴とするOFDM受信装置とした。

【0018】請求項5の発明は、全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたプリアンブル信号を含むOFDM信号を受信する受信部と、該受信部で受信されたOFDM信号を直交復調してOFDMベースバンド信号を得る直交復調部と、該直交復調部で得られたOFDMベースバンド信号をデジタル信号に変換するA/D変換手段と、該A/D変換手段でデジタル化されたOFDMベースバンド信号を入力してフーリエ変換しデマッピングするOFDM復調部を有するOFDM受信装置において、前記A/D変換手段により時系列のサンプリング信号に変換された前記OFDMベースバンド信号中の前記プリアンブル信号をその全サンプリング期間に亘って積分する積分手段と、該積分手段で得られた積分値を前記全サンプリングの数で除算する平均化手段と、該平均化手段で得られた前記プリアンブル信号の最後の平均結果がDCオフセット値としてセットされる記憶手段と、該記憶手段にセットされたDCオフセット値をその後に続くOFDMベースバンド信号から減算する減算手段とを具備することを特徴とするOFDM受信装置とした。

【0019】請求項6の発明は、請求項4又は5の発明において、前記減算手段の後段に、送受信ローカル周波数誤差を推定しその補償を行う送受信ローカル周波数誤差補償手段を設けたことを特徴とするOFDM受信装置とした。

【0020】

【発明の実施の形態】 図1は本発明の1つの実施形態のダイレクトコンバージョン方式のOFDM受信装置のブロック図である。1はアンテナ、2はOFDM信号を選択するバンドパスフィルタ、7は低雑音増幅器、8A、8Bはミキサ、9は直交復調用のローカル発振器、10は90度相移器、11A、11Bはミキサ、8A、8Bでの直交復調で得られたOFDMベースバンド信号のI成分、Q成分から高周波成分を除去するローパスフィルタ、12A、12Bは低雑音増幅器、13A、13BはA/D変換器、14は送受信間のローカル周波数誤差を推定する周波数誤差推定部、15A、15Bはその周波数誤差推定部14で推定された周波数誤差成分に基づきI成分、Q成分の周波数補正を行う乗算器、16は離散フーリエ変換やデマッピングを行うDSP等からなるOFDM復調部であり、以上は図5で説明した構成と同じである。

【0021】本実施形態では、このような構成に加えて、OFDMベース信号のI成分およびQ成分のDCオフセットを推定するDCオフセット推定部21、DCオフセット処理時間分の遅延時間を得るためのFIFO部22A、22B、得られたDCオフセット推定値を遅延されたI成分およびQ成分から減算する減算手段23A、23B、タイミング同期信号を得るタイミング同期部24を設けた。なお、これらは、A/D変換器13A、13Bと乗算器15A、15Bの間に設けた。

【0022】図2はOFDM信号のフレームフォーマットの一例を示す図である。まず0.8μsのショートプリアンブルが10個(S0～S9)続き、その後1.6μsのガードインターバル(GT2)が続き、次に3.2μsのロングプリアンブルが2個(L1、L2)続き、次に0.8μsのガードインターバル(GT1)と3.2μsのデータ(Data)が交互に続く。ロングプリアンブルL1、L2は時間軸において正負均等な波形となっているので、その期間を積分すると各々ゼロになる。

【0023】そこで本実施形態では、ショートプリアンブルによってその後に続くロングプリアンブルの先頭の開始時刻を推定し、その開始時刻からI成分およびQ成分のロングプリアンブルL1、L2をそれぞれ時間積分し、その各積分結果からI成分およびQ成分についてDCオフセットを推定する。すなわち、積分結果で得られる値はDCオフセットを2個のロングプリアンブル期間分だけ時間積分した値であるので、その2個のロングプリアンブル期間の時間平均を得ると、1単位時間当りの

ＤＣオフセット値（正又は負）を推定できる。そして、得られたＩ成分およびＱ成分についての１単位時間当りのＤＣオフセット値を、その後に続く１成分、Ｑ成分それぞれから減算することにより、ＤＣオフセットを補償する。

【００２４】前記したタイミング同期部２３は、連続する受信した２個のショートプリアンブルを比較する自己相関処理により、あるいは予めメモリ（図示せず）に正規のショートプリアンブルを格納しておいてこれと受信ショートプリアンブルとを比較する相互相関処理により、同期信号（クロック信号）を生成する。この同期信号はＤＣオフセット推定部２１や復調部１６の同期信号として使用される。

【００２５】図３は前記したＤＣオフセット推定部２１の内部構成を示すブロック図である。２１１Ａ、２１１Ｂはロングプリアンブル期間を積分する１２８ポイント積分器（積分手段）、２１２Ａ、２１２Ｂはそれらの積分結果を１／１２８で除算する１／１２８除算器（平均化手段）、２１３Ａ、２１３Ｂは得られたＤＣオフセット値を格納するレジスタ（記憶手段）である。

【００２６】ロングプリアンブルＬ１、Ｌ２はＡ／Ｄ変換器１３Ａ、１３Ｂによって各々６４サンプルデータとしてディジタル化されるので、１２８ポイント積分器２１１Ａ、２１１Ｂで連続して１２８サンプル分を積分すると、その両ロングプリアンブルＬ１、Ｌ２の全期間にわたるＩ成分、Ｑ成分の積分結果が得られる。１２８ポイント積分器２１１Ａ、２１１Ｂでの積分結果は１／１２８除算器２１２Ａ、２１２Ｂで常時１／１２８の割算が行われる。したがって、２番目のロングプリアンブルＬ２の終了時点での１／１２８除算器２１２Ａ、２１２Ｂの除算結果が、当該フレームでの１サンプル当りのＩ成分、Ｑ成分のＤＣオフセット値を表すものと推定できる。

【００２７】よって、タイミング同期部２４で得られた同期信号により、ロングプリアンブルＬ２の終了時点の次（次のガードインターバル（ＧＴ）のスタート）のタイミングで、前記ＤＣオフセット推定結果をレジスタ２１３Ａ、２１３Ｂに格納し、このＤＣオフセット値を、当該フレームのその後に続く１成分、Ｑ成分の信号から加算器２３Ａ、２３Ｂで減算すれば、当該フレームでのＤＣオフセットを補償することができる。

【００２８】以上のように本実施形態では、フレーム毎にＤＣオフセットを推定し、当該フレームのＯＦＤＭベースバンド信号のＤＣオフセットを補償する。このとき、このＤＣオフセット補償は、送受信ローカル周波数

誤差を推定し補償する処理部分よりも上流部分で行うので、その周波数誤差推定補償はＤＣオフセット補償済みのＯＦＤＭベースバンド信号について行うことになり、その周波数誤差推定補償処理がＤＣオフセットの影響を受けることを防止できる。

【００２９】なお、上記実施形態ではロングプリアンブルＬ１、Ｌ２の両方に跨って時間積分してＤＣオフセット推定を行ったが、１個のロングプリアンブルのみを使用してＤＣオフセット推定を行っても良い。また、本実施形態のＤＣオフセット補償は特にダイレクトコンバージョン方式のＯＦＤＭ受信装置に適用すると大きな効果を発揮するが、その他のＯＦＤＭ受信装置に適用することを妨げるものではない。

【００３０】

【発明の効果】以上から本発明によれば、ＤＣオフセットを補償することができ、特にダイレクトコンバージョン方式のＯＦＤＭ受信装置に好適である。

【図面の簡単な説明】

【図１】 本発明の実施形態のＯＦＤＭ受信装置のブロック図である。

【図２】 ＯＦＤＭ信号のフレームフォーマットの説明図である。

【図３】 ＤＣオフセット推定部の詳細な回路図である。

【図４】 従来の一般的なＯＦＤＭ受信装置のブロック図である。

【図５】 従来のダイレクトコンバージョン方式のＯＦＤＭ受信装置のブロック図である。

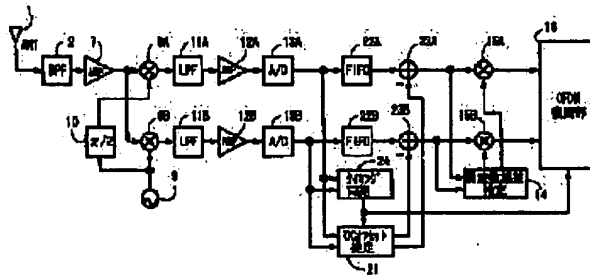
【図６】 直交復調部の１つのミキサ部の回路図である。

【図７】 ＤＣオフセットの説明図である。

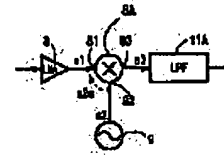
【符号の説明】

１：アンテナ、２：バンドパスフィルタ、３：低雑音増幅器、４：ミキサ、５：ローカル発振器、６：バンドパスフィルタ、７：増幅器、８Ａ、８Ｂ：ミキサ、９：ローカル発振器、１０：９０度移相器、１１Ａ、１１Ｂ：ローパスフィルタ、１２Ａ、１２Ｂ：増幅器、１３Ａ、１３Ｂ：Ａ／Ｄ変換器、１４：周波数誤差推定部、１５Ａ、１５Ｂ：乗算器、１６：ＯＦＤＭ復調部
 ２１：ＤＣオフセット推定部、２２Ａ、２２Ｂ：ＦＩＦＯ部、２３Ａ、２３Ｂ：加算器（減算手段）
 ２１１Ａ、２１１Ｂ：１２８ポイント積分器（積分手段）、２１２Ａ、２１２Ｂ：１／１２８除算器（平均化手段）、２１３Ａ、２１３Ｂ：レジスタ（記憶手段）

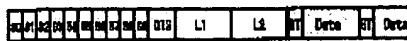
【図1】



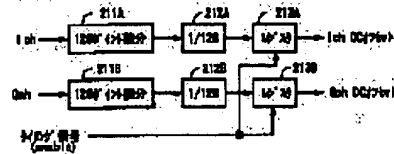
【図5】



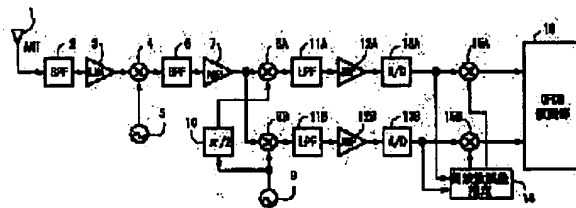
【図2】



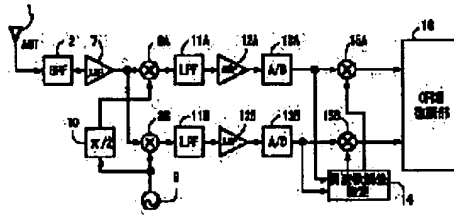
【図3】



【図4】



【圖5】



【圖 7】

